

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-026707
 (43)Date of publication of application : 25.01.2002

(51)Int.CI.

H03K 17/08
 H03F 1/30
 H03F 1/52
 H03K 17/687

(21)Application number : 2000-205723

(71)Applicant : NISSAN MOTOR CO LTD

(22)Date of filing : 06.07.2000

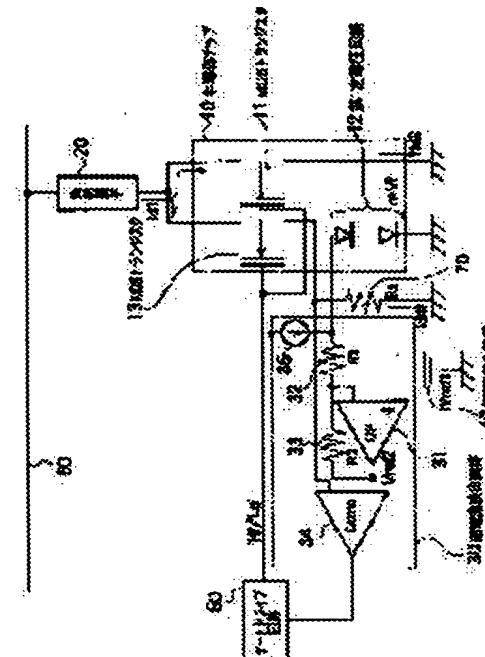
(72)Inventor : MATSUZAKI SHIGENOBU
 IWASHIMA MAKOTO

(54) OVERCURRENT PROTECTION DEVICE FOR MOS TRANSISTOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an overcurrent protection device for MOS transistor(TR) that can obtain stable operating characteristics, independently of a temperature change.

SOLUTION: An operational amplifier circuit 31 calculates a difference between output voltages of 1st and 2nd constant voltage circuits 12, 40, provides an output of a voltage Vref2 corresponding to the difference, and a comparator circuit 34 compares the output voltage Vref2 from the operational amplifier circuit 31 with a terminal voltage Vs of a sensing resistor Rs connected to a source of a current mirror MOS TR 13. Then a control circuit 50 corrects the control voltage given to the gates of a load driving MOS TR 11 and the current mirror MOS TR 13, on the basis of the result of comparison by the comparator circuit. Thus, the current mirror type overcurrent protection device can reduce the effect of a temperature onto an overcurrent detecting current caused by a temperature coefficient of an ON-resistance of the MOS TRs.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision]

of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C): 1998,2003 Japan Patent Office

(10)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-26707

(P2002-26707A)

(13)公開日 平成14年1月25日(2002.1.25)

(51)Int.Cl'
 H03K 17/08
 H03F 1/30
 1/32
 H03K 17/887

識別記号

F I
 H03K 17/08
 H03F 1/30
 1/32
 H03K 17/887

アーティスト(参考)
 C 8J058
 A 5J090
 B 5J091
 A

審査請求 未請求 著求項の数2 O L (全9頁)

(21)出願番号 特願2000-205723(P2000-205723)

(22)出願日 平成12年7月6日(2000.7.6)

(71)出願人 000003897
 日産自動車株式会社
 神奈川県横浜市神奈川区三ツ町2番地(72)発明者 松▲崎▼ 延伸
 神奈川県横浜市神奈川区三ツ町2番地 日産
 自動車株式会社内(72)発明者 岩島 誠
 神奈川県横浜市神奈川区三ツ町2番地 日産
 自動車株式会社内(74)代理人 100063806
 弁理士 三好 伸輔 (外8名)

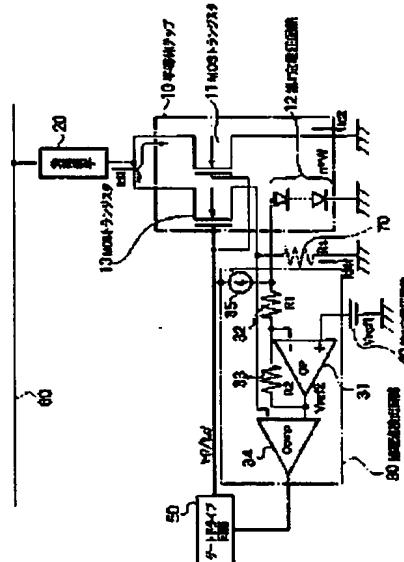
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 MOSトランジスタの過電流保護装置

(57)【要約】

【課題】 温度変化によらず安定した作動特性が得られるMOSトランジスタの過電流保護装置を提供する。

【解決手段】 演算増幅回路31において、第1及び第2の定電圧回路12、40の出力電圧の差を演算し、その差に応じた電圧Vref3を出力し、比較回路34でこの演算増幅回路の出力電圧Vref2とカレントミラーMOSトランジスタ13のソースに接続されたセンス抵抗Rsの端子電圧Vsとを比較する。そして制御回路50が負荷駆動用MOSトランジスタ11とカレントミラーMOSトランジスタ13とのゲートへの制御電圧をこの比較回路による比較結果に基づいて補正する。これにより、カレントミラー型過電流保護装置において、MOSトランジスタのオン抵抗の温度係数による過電流検知電流値の温度による影響を少なくすることができる。



(2)

特開2002-26707

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 半導体基板上に形成された負荷駆動用MOSトランジスタ及びこれと並列なカレントミラー-MOSトランジスタと、前記カレントミラー-MOSトランジスタのソースに接続されたセンス抵抗と、前記半導体基板上に形成された、過渡段のダイオードで成る第1の定電圧回路と、

温度依存性の少ない第2の定電圧回路と、前記第1の定電圧回路の出力電圧を第1の抵抗を介して入力する第1の入力端と、前記第2の定電圧回路の出力電圧を入力する第2の入力端と、出力端とを有し、かつ前記第1の入力端と出力端との間に第2の抵抗が接続され、前記第1及び第2の定電圧回路の出力電圧の差を演算すると共にその差に応じた電圧を出力する演算増幅回路と、

前記演算増幅回路の出力電圧と前記センス抵抗の端子電圧とを比較する比較回路と、

前記負荷駆動用MOSトランジスタとカレントミラー-MOSトランジスタとのゲートへの制御電圧を前記比較回路による比較結果に基づいて補正する制御回路とを備えて成るMOSトランジスタの過電流保護装置。

【請求項2】 半導体基板上に設けられた負荷駆動用MOSトランジスタと、前記半導体基板上に形成された、過渡段のダイオードで成る第1の定電圧回路と、

温度依存性の少ない第2の定電圧回路と、

前記第1の定電圧回路の出力電圧を第1の抵抗を介して入力する第1の入力端と、前記第2の定電圧回路の出力電圧を入力する第2の入力端と、出力端とを有し、かつ前記第1の入力端と出力端との間に第2の抵抗が接続され、前記第1及び第2の定電圧回路の出力電圧の差を演算すると共にこの差に応じた電圧を出力する演算増幅回路と、

前記演算増幅回路の出力電圧と負荷駆動用MOSトランジスタのドレイン電圧とを比較する比較回路と、

前記負荷駆動用MOSトランジスタのゲートへの制御電圧を前記比較回路による比較結果に基づいて補正する制御回路とを備えて成るMOSトランジスタの過電流保護装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、パワー素子であるMOSトランジスタの過電流を保護するための過電流保護装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来、パワー素子であるMOSトランジスタに対するカレントミラー型の過電流保護装置として、例えば、コロナ社発行の「パワーデバイス・パワーICハンドブック」、第156ページに記載されたよう

なものが知られている。この従来のカレントミラー型の過電流保護装置は、図4に示すような構成である。

【0003】 図4において、10は半導体チップ、11はこの半導体チップ10上に形成されたMOSトランジスタ、13はカレントミラー-MOSトランジスタ、20は負荷素子、30はコンパレータ回路(C o m p)、40は定電圧(Vref)回路、50はゲートドライブ回路、60は電源ライン、70はセンス抵抗(Rs)である。

【0004】 この従来の過電流保護装置の動作について説明する。ゲートドライブ回路50から「Hi」信号が出力され、MOSトランジスタ11及びカレントミラー-MOSトランジスタ13がオンになっている状態で、負荷素子20に故障等が発生して短絡した場合、MOSトランジスタ11及びカレントミラー-MOSトランジスタ13を介して電源ライン60とGNDが短絡され、短絡電流Id1が流れれる。この短絡電流Id1の内、Id2がMOSトランジスタ11側に流れ、Id3がカレントミラートランジスタ13側に流れ。この短絡電流Id1が流れ続けると、MOSトランジスタ11及びカレントミラー-MOSトランジスタ13は破壊に至る。

【0005】 カレントミラー-MOSトランジスタ13に流れれる短絡電流Id3とこのトランジスタ13のオン抵抗m*Ron(ここで、mはミラー比)と、センス抵抗Rsの抵抗値Rsにより規定されるセンス電圧Vsは、次の式のようになる。

【0006】

【数1】

$$Vs = \frac{Rs \cdot Ron}{m \cdot Ron + Rs} \cdot Id3$$

30 このセンス電圧Vsと、定電圧回路40の出力電圧Vrefとをコンパレータ回路34により比較し、VsとVrefになった場合、コンパレータ回路34はゲートドライブ回路50に対しMOSトランジスタ11及びカレントミラー-MOSトランジスタ13のゲート部を閉じるような信号の出力を要求する。

【0007】 これを受けてゲートドライブ回路50は「Lo」信号を出し、MOSトランジスタ11及びカレントミラー-MOSトランジスタ13はオフし、短絡電流Id1を遮断してデバイス破壊を防ぐ。このときのカレントミラー-MOSトランジスタ13の短絡電流Id3は、数2式に示すものである。

【0008】

【数2】

$$Id3 = \left(\frac{m}{Rs} + \frac{1}{Ron} \right) \cdot Vs = \left(\frac{m}{Rs} + \frac{1}{Ron} \right) \cdot Vref$$

【0009】

【発明が解決しようとする課題】 ところが、このような従来のカレントミラー型の過電流保護装置の場合、カレントミラー-MOSトランジスタ13のオン抵抗とセンス抵抗Rsの抵抗値Rsとの比で決まるセンス電圧を定電圧

(3)

特開2002-26707

3

回路40の出力電圧Vrefと比較する構成であるため、次のような問題点があった。すなわち、カレントミラーMOSトランジスタ13のオン抵抗Ronの温度係数によりセンス電圧は温度特性をもつため、検知電流値も温度特性を持つことになる。例えば、検知電流Id3は、カレントミラーMOSトランジスタ13のオン抵抗Ronの温度係数を考慮すると、次の式3式で表わされる。

【0010】

【数3】

$$Id3 = Vref \cdot \left[\frac{m}{Rs} + \frac{1}{Ron \cdot \{1 + \alpha \cdot (T - 25)\}} \right]$$

ここで、 α はオン抵抗Ronの温度係数である。

【0011】このパワーMOSトランジスタのオン抵抗の温度係数 α は非常に大きいことが知られており、例えば、 $\alpha = 0.35\%/\text{C}$ である。すると、オン抵抗Ronは-40°C～150°Cの範囲で-25%～45%程度変動することになる。一方、比較電圧Vrefには、BGR回路のような温度依存性のほとんどない定電圧回路40の出力電圧が使用される。このため、式3式で示されるような検知電流Id3は、MOSトランジスタ13のオン抵抗Ronの温度係数により大きく変動し、-40°C～150°Cの範囲で-30%～30%程度変動することになる。

【0012】このように、従来のMOSトランジスタの過電流保護装置では、過電流検知電流がMOSトランジスタのオン抵抗の温度係数により大きく変動し、安定した作動特性が得られない問題点があった。

【0013】本発明はこのような従来の問題点に鑑みてなされたもので、温度変化によらず安定した作動特性が得られるMOSトランジスタの過電流保護装置を提供することを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明のMOSトランジスタの過電流保護装置は、半導体基板上に形成された負荷駆動用MOSトランジスタ及びこれと並列なカレントミラーMOSトランジスタと、前記カレントミラーMOSトランジスタのソースに接続されたセンス抵抗と、前記半導体基板上に形成された、過数段のダイオードで成る第1の定電圧回路と、温度依存性の少ない第2の定電圧回路と、前記第1の定電圧回路の出力電圧を第1の抵抗を介して入力する第1の入力端と、前記第2の定電圧回路の出力電圧を入力する第2の入力端と、出力端とを有し、かつ前記第1の入力端と当該出力端との間に第2の抵抗が接続され、前記第1及び第2の定電圧回路の出力電圧の差を演算すると共にその差に応じた電圧を出力し、比較回路でこの演算增幅回路の出力電圧とカレントミラーMOSトランジスタのゲートへの制御電圧を前記比較回路による比較結果に基づいて補正し、過電流を検知した場合にはMOSトランジスタのゲートをオフさせる。

(4)

備えたものである。

【0015】請求項2の発明のMOSトランジスタの過電流保護装置は、半導体基板上に設けられた負荷駆動用MOSトランジスタと、前記半導体基板上に形成された、過数段のダイオードで成る第1の定電圧回路と、温度依存性の少ない第2の定電圧回路と、前記第1の定電圧回路の出力電圧を第1の抵抗を介して入力する第1の入力端と、前記第2の定電圧回路の出力電圧を入力する第2の入力端と、出力端とを有し、かつ前記第1の入力端と出力端との間に第2の抵抗が接続され、前記第1及び第2の定電圧回路の出力電圧の差を演算すると共にこの差に応じた電圧を出力する演算增幅回路と、前記演算增幅回路の出力電圧と負荷駆動用MOSトランジスタのドレイン電圧とを比較する比較回路と、前記負荷駆動用MOSトランジスタのゲートへの制御電圧を前記比較回路による比較結果に基づいて補正する制御回路とを備えたものである。

【0016】

【発明の効果】請求項1の発明のMOSトランジスタの過電流保護装置では、演算增幅回路において、第1及び第2の定電圧回路の出力電圧の差を演算し、その差に応じた電圧を出力し、比較回路でこの演算增幅回路の出力電圧とカレントミラーMOSトランジスタのソースに接続されたセンス抵抗の端子電圧とを比較する。そして制御回路が負荷駆動用MOSトランジスタとカレントミラーMOSトランジスタとのゲートへの制御電圧をこの比較回路による比較結果に基づいて補正し、過電流を検知した場合にはMOSトランジスタのゲートをオフさせる。

【0017】これにより、カレントミラー型過電流保護装置において、MOSトランジスタのオン抵抗の温度係数による過電流検知電流値の温度による影響を少なくすることができる。

【0018】請求項2の発明のMOSトランジスタの過電流保護装置では、演算增幅回路において、第1及び第2の定電圧回路の出力電圧の差を演算し、その差に応じた電圧を出力し、比較回路でこの演算增幅回路の出力電圧と負荷駆動用MOSトランジスタのドレイン電圧とを比較する。そして制御回路が負荷駆動用MOSトランジスタのゲートへの制御電圧をこの比較回路による比較結果に基づいて補正し、過電流を検知した場合にはMOSトランジスタのゲートをオフさせる。

【0019】これにより、ドレイン型の過電流保護装置において、MOSトランジスタのオン抵抗の温度係数による過電流検知電流値の温度による影響を少なくすることができる。

【0020】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図に基づいて詳説する。図1は本発明の第1の実施の形態のSG カレントミラー型のMOSトランジスタの過電流保護装置

(4)

特開2002-26707

5

図の回路構成を示している。

【0021】半導体チップ10内にMOSトランジスタ11と第1の定電圧回路12であるn段(n は適当な自然数)直列のダイオードと、カレントミラー-MOSトランジスタ13が形成されている。このダイオード12の出力電圧の温度係数が、MOSトランジスタ11のオン抵抗Ronの温度係数と逆符号の場合の構成は、以下のようにになる。

【0022】MOSトランジスタ11のソース電極はグランドGNDに、ドレイン電極は負荷素子20を介して電源ライン60に接続されている。カレントミラー-MOSトランジスタ13のソース電極はセンス抵抗(Rs)70に、ドレイン電極はMOSトランジスタ11のドレイン電極に接続され、MOSトランジスタ11、13が並列接続されている。

【0023】第1の定電圧回路12であるダイオードのカソード部はGNDに接続されている。またこのダイオードのアノード部は過電流検知回路30内の定電流源35と、第1の抵抗素子(R1)32の一端とに接続されている。この過電流検知回路30は、この定電流源35と、第1の抵抗素子32と、第2の抵抗素子(R2)33と、演算増幅回路(OP)31と、コンバーティ回路(Comp)34により構成されている。第1の抵抗素子32の他端は、第2の抵抗素子33の一端と、演算増幅回路31の反転入力とに接続されている。

【0024】第2の定電圧回路40は従来例の定電圧回路と同様のもので、温度依存性がほとんどないものである。この第2の定電圧回路40の一端はGNDに接続され、他端は演算増幅回路31の非反転入力に接続されている。この演算増幅回路31の出力は、第2の抵抗素子33の他端とコンバーティ回路34の一端の入力とに接続されている。

【0025】このコンバーティ回路34の能動の入力には、カレントミラー-MOSトランジスタ13のソース電極とセンス抵抗70の一端とが接続され、このセンス抵抗70の端子間電圧が入力されるようにしてある。コンバーティ回路34の出力端子は、ゲートドライブ回路50に接続されている。

【0026】このゲートドライブ回路50の出力は、MOSトランジスタ11とカレントミラー-MOSトランジスタ13とのゲートに接続され、これらのトランジスタ11、13に「Hi」／「Lo」の信号を与えてこれらをオン／オフ制御する。

【0027】また第1の定電圧回路12であるダイオードの出力電圧の温度係数が、MOSトランジスタ11のオン抵抗Ronの温度係数と同符号の場合に構成は、演算増幅回路31の反転入力、非反転入力が逆になるが、その他の構成は上記と同一である。

【0028】次に、第1の実施の形態の過電流保護装置の動作を説明する。ゲートドライブ回路50から「Hi」

信号が出力され、MOSトランジスタ11及びカレントミラー-MOSトランジスタ13がオンになっている状態で、負荷素子20に故障等が発生して短絡した場合、MOSトランジスタ11及びカレントミラー-MOSトランジスタ13を介して電源ライン60とGNDが短絡され、短絡電流Id1が流れれる。この短絡電流Id1の内、Id2がMOSトランジスタ11側に流れ、Id3がカレントミラートランジスタ13側に流れれる。この短絡電流Id1が流れ続けると、MOSトランジスタ11及びカレントミラー-MOSトランジスタ13は破壊に至る。

【0029】そこで、カレントミラー-MOSトランジスタ13に流れれる短絡電流Id4とこのトランジスタ13のオン抵抗Ron(ここで、mはミラー比)と、センス抵抗13の抵抗値Rsにより規定されるセンス電圧Vsを求め、このセンス電圧Vsと、第2の定電圧回路40の出力電圧Vref2とをコンバーティ回路34により比較し、VsとVref2になった場合、コンバーティ回路34はゲートドライブ回路50に対してMOSトランジスタ11及びカレントミラー-MOSトランジスタ13のゲート部を開じるような信号の出力を要求する。

【0030】これを受けてゲートドライブ回路50は「Lo」信号を出力し、MOSトランジスタ11及びカレントミラー-MOSトランジスタ13はオフし、短絡電流Id1を遮断してチバイス破壊を防ぐ働きをする。

【0031】さらにこの動きを詳しく説明する。半導体チップ10内のMOSトランジスタ11及びカレントミラー-MOSトランジスタ13のオン抵抗Ronの温度係数は、従来例と同様に $\alpha\%/\text{°C} (>0)$ とし、MOSトランジスタ11のオン抵抗Ronに対してカレントミラー-MOSトランジスタ13のオン抵抗を $m * Ron$ (mはミラービー)とする。また第1の定電圧回路12であるダイオードの段数をn、1段当たりの順方向電圧をVf、この順方向電圧の温度係数を $\beta\text{V}/\text{°C} (<0)$ とし、さらにセンス抵抗70の抵抗値をRsとする。

【0032】このとき、センス抵抗70の端子間電圧であるセンス電圧Vsは、MOSトランジスタ13に流れれる電流をId4として、次の数式で表わされる。

【0033】

【数4】

$$Vs = \frac{Id4}{\frac{m}{Rs} + \frac{1}{Ron \cdot \frac{1}{m} + \beta \cdot (T - 25)}}$$

ここで、Tは温度(°C)である。

【0034】次に、このセンス電圧Vsとコンバーティ回路34で比較する基準電圧Vref2は、次のようになる。

【0035】

【数5】

$$Vref2 = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot Vref1 - \frac{R2}{R1} \cdot n \cdot \{Vf + \beta \cdot (T - 25)\}$$

50 センス電圧Vsが基準電圧Vref2より大きくなったときに

(5)

特開2002-26707

8

過電流と検知されるので、上記の数4、5式より、 V_{ref2} は、 V_{ref2} である。

【0036】よって、このときの過電流検知電流値 I_{d4} は、次の数6式のようになる。

【0037】

【数6】

$$I_{d4} = \frac{\left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot V_{ref1} - \frac{R2}{R1} \cdot n \cdot (Vf + \beta \cdot (T - 25))}{\frac{m}{Rs} + \frac{1}{Ron \cdot (1 + \alpha \cdot (T - 25))}}$$

このように示される過電流検知電流値 I_{d4} の温度による影響が、従来の回路構成の温度による影響に比べて小さくなることは、次に示すとおりである。

【0038】本実施の形態の回路構成の温度による検知電流変化率 $d(I_{d4})/dT$ の全温度範囲における平均値が、従来例の回路構成の温度による検知電流変化率 $d(I_{d3})/dT$ の全温度範囲における平均値より小さければ本実施の形態の回路構成に効果があることが確認できる。

【0039】本実施の形態の回路構成の検知電流変化率 $d(I_{d4})/dT$ の全温度範囲 $(-40 \sim 150^{\circ}\text{C})$ における

$$f4' = \left| \left[\frac{m}{Rs} + \frac{1}{Ron \cdot (1 + 125\alpha)} \right] \cdot \{V_{ref1} \cdot (1 + r) - r \cdot n \cdot (Vf + 125\beta)\} - \left[\frac{m}{Rs} + \frac{1}{Ron \cdot (1 - 65\alpha)} \right] \cdot \{V_{ref1} \cdot (1 + r) - r \cdot n \cdot (Vf - 65\beta)\} \right|$$

【数10】

$$f3' = \left| \left[\frac{m}{Rs} + \frac{1}{Ron \cdot (1 + 125\alpha)} \right] \cdot V_{ref1} - \left[\frac{m}{Rs} + \frac{1}{Ron \cdot (1 - 65\alpha)} \right] \cdot V_{ref1} \right|$$

これらより、

【数11】 $f3' (r) > f4' (r)$

を満足するような $r (= R1/R2)$ を設定することにより、本実施の形態の回路構成の過電流保護装置において過電流検知電流値の温度による影響を、従来の回路構成の温度による影響より少なくすることが可能となる。

【0043】これに具体的な数値を入れて計算すると、次の通りである。MOSトランジスタ11のオン抵抗値を $Ron = 2\text{ m}\Omega$ (25°C)、ミラー比 $m = 1000$ 、オン抵抗の温度係数を $\alpha = 0.35\%/\text{C}$ 、第1の定電圧回路12のダイオードの段数を $n = 3$ 、順方向電圧を $Vf = 0.7\text{ V}$ (25°C)、センス抵抗値 $Rs = 1\text{ }\Omega$ 、順方向電圧の温度係数を $\beta = -0.002\text{ V}/\text{C}$ 、第2の定電圧回路40の出力電圧を $V_{ref1} = 1.2$ とする。

【0044】数9～数11式を r について解くと、次のようになる。

【0045】

【数12】 $0 < r < 0.37$

となる。

【0046】つまり、本実施の形態の回路構成において

* ける平均値 $f4'$ は、次の式7のようになる。

【0040】

【数7】

$$f4' = \frac{\left| \int_{-40}^{150} \frac{d(I_{d4})}{dT} \cdot dT \right|}{150 - (-40)}$$

また従来例の回路構成の場合の検知電流変化率 $d(I_{d3})/dT$ の全温度範囲における平均値 $f3'$ は、次の数8式のようになる。

【0041】

【数8】

$$f3' = \frac{\left| \int_{-40}^{150} \frac{d(I_{d3})}{dT} \cdot dT \right|}{150 - (-40)}$$

ここで、 $150 - (-40) > 0$ であるので、 $R2/R1 = r$ として、数7、8式を計算すると、それぞれ次の数9式、数10式のようになる。

【0042】

【数9】

て、 $R2/R1$ を適切な値に設定することで、従来の回路構成に比べ、検知電流値に対するMOSトランジスタのオン抵抗 Ron の温度係数による影響を小さくすることができます。

【0047】なお、図2には本実施の形態の回路構成において、数12式を満足する $R2/R1 = 0.1, 0.2, 0.3$ の場合と、従来の回路構成の場合の検知電流値の温度特性を示し、その効果を確認した。

【0048】次に、本発明の第2の実施の形態の過電流保護装置について説明する。図3に示す第2の実施の形態の過電流保護装置は、ドレイン電圧検知型であることを特徴とする。

【0049】図3において、半導体チップ10内にMOSトランジスタ11と第1の定電圧回路12であるn段直列のダイオードを有している。このダイオードの出力電圧の温度係数が、MOSトランジスタ11のオン抵抗 Ron の温度係数と逆符号の場合の構成は、以下のようになる。MOSトランジスタ11のソース電極はグランドGNDに、ドレイン電極は負荷素子20を介して電源ライン60に接続されている。第1の定電圧回路12のダ

(6)

9
イオードのカソード部はGNDに接続されている。またこのダイオードのアノード部は、過電流検知回路30内の定電流源35と、第1の抵抗素子32の一端に接続されている。過電流検知回路30は、この定電流源35と、第1の抵抗素子32と、第2の抵抗素子33と、演算増幅回路(OP)31と、コンバレータ回路(Com-p)34より構成されている。

【0050】第1の抵抗素子(R1)32の他端は、第2の抵抗素子(R2)33の一端と演算増幅回路31の反転入力とに接続されている。第2の定電圧回路40の一端はGNDに、他端は演算増幅回路31の非反転入力に接続されている。この演算増幅回路31の出力は、第2の抵抗素子33の他端と、コンバレータ回路34の一端の入力とに接続されている。なお、第2の定電圧回路40は第1の実施の形態と同様であり、温度依存性のほとんどないものである。

【0051】コンバレータ回路34の他端の入力には、MOSトランジスタ11のドレイン電圧が接続されている。このコンバレータ回路34の出力端子は、ゲートドライブ回路50に接続されている。

【0052】ゲートドライブ回路50の出力は、MOSトランジスタ11とカレントミラーモストランジスタ13のゲートに接続されている。

【0053】また第1の定電圧回路12であるダイオードの出力電圧の温度係数が、MOSトランジスタ11のオン抵抗Ronの温度係数と同符号の場合の構成は、演算増幅回路31の反転入力、非反転入力が逆になるが、その他の構成は上記と同一である。

【0054】次に、上記の構成の第2の実施の形態の過電流保護装置の動作を説明する。ゲートドライブ回路50の作用は第1の実施の形態と同様である。そしてその動作特性は、次の通りである。

【0055】半導体チップ10内のMOSトランジスタ11のオン抵抗Ronの温度係数は、第1の実施の形態と同様に $\alpha\%/\text{C}$ (>0) とし、また第1の定電圧回路12のダイオードの段数をn、1段当たりの順方向電圧をVf、この電圧Vfの温度係数を $\beta\%/\text{C}$ (<0) とする。

【0056】MOSトランジスタ11のドレイン電圧Vdは、MOSトランジスタ11のオン抵抗Ronとして、次の数13式で表わされる。

【0057】

【数13】

$$Vd = Id \cdot Ron \cdot \frac{1}{n} + \alpha \cdot (T - 25)$$

ここで、Idはドレイン電流、Tは温度である。

【0058】次に、このドレイン電圧Vdとコンバレータ回路34で比較する基準電圧Vref2は次の数14式で表わされる。

【0059】

【数14】

特開2002-26707

10

$$Vref2 = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot Vref1 - \frac{R2}{R1} \cdot \alpha \cdot \{Vf + \beta \cdot (T - 25)\}$$

ドレイン電圧Vdが基準電圧Vref2より大きくなつたときに過電流と検知されるので、上記の数13、14式より、Vd $>$ Vref2となる。よつて、このときの過電流検知電流値Id1は、次の数15式のようになる。

【0060】

【数15】

$$Id1 = \frac{\left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot Vref1 - \frac{R2}{R1} \cdot \alpha \cdot \{Vf + \beta \cdot (T - 25)\}}{Ron \cdot \frac{1}{n} + \alpha \cdot (T - 25)}$$

この数15式で示した過電流検知電流値Id1の温度Tによる変化率がりならば、Id2の温度による影響がなくなることになる。よつて、数15式の両辺をTで微分すると、次の数16式のようになる。

【0061】

【数16】

$$\frac{d(Id1)}{dT} = \alpha \cdot \frac{\frac{R2}{R1} \cdot n \cdot \left(Vf - \frac{\beta}{\alpha}\right) - Vref1 \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)}{Ron \cdot \left\{ \frac{1}{n} + \alpha \cdot (T - 25) \right\}^2}$$

ここで、 $d(Id1)/dT = 0$ とすると、 $R2/R1$ は次の数17式のようになる。

【0062】

【数17】

$$\frac{R2}{R1} = \frac{Vref1}{n \cdot \left(Vf - \frac{\beta}{\alpha}\right) - Vref1}$$

このような条件を満たす第1、第2の抵抗素子RL、R2を設定すれば、MOSトランジスタ11のオン抵抗Ronの温度による影響をなくすことが可能となる。

【0063】このときの過電流検知電流値Id1は、数15式より、次の数18式となり、

【数18】

$$Id1 = \frac{Vref1 \cdot \frac{-n \cdot \beta}{\alpha}}{Ron \cdot \frac{1}{n} + \alpha \cdot (Vf - \frac{\beta}{\alpha}) - Vref1}$$

温度Tの項がなく、温度の影響を受けないことが分かる。任意の過電流検知電流値Id1にするためには、第2の定電圧回路40の出力電圧Vref1を変えることにより可能となる。

【0064】次に、具体的な数値を用いて示すことにする。MOSトランジスタ11のオン抵抗をRon = 2mΩ (25°C)、オン抵抗の温度係数を $\alpha = 0.35\%/\text{C}$ 、第1の定電圧回路12のダイオードの段数をn = 3、順方向電圧をVf = 0.7V (25°C)、順方向電圧の温度係数を $\beta = -0.002\text{V}/\text{C}$ 、第2の定電圧回路40の出力電圧Vref1 = 1.2Vとする。

【0065】数17式より、 $R2/R1$ は次の数19式のようになる。

(7)

特開2002-26707

12

〔0066〕

〔数19〕

$$\frac{R2}{R1} = \frac{1.2}{3 \cdot \left(0.7 - \frac{0.002}{\frac{0.35}{100}} \right) - 1.2} = 0.46$$

例えば、 $R1 = 10 \text{ k}\Omega$ 、 $R2 = 4.6 \text{ k}\Omega$ とすると、このときの過電流検知電流値 $Id1$ は数18式より、次の数20式のようになる。

〔0067〕

〔数20〕

$$Id1 = \frac{1.2}{0.002} \cdot \frac{-3 \cdot \frac{-0.002}{0.35}}{100} = 393 [\text{A}]$$

$$3 \cdot \left(0.7 - \frac{0.002}{\frac{0.35}{100}} \right) - 1.2$$

これより、過電流検知電流値 $Id1$ は全温度範囲で一定とすることができるのである。

〔図面の簡単な説明〕

* 〔図1〕 本発明の第1の実施の形態の回路図。

〔図2〕 上記実施の形態の検知電流-温度依存性の特性を従来例と比較したグラフ。

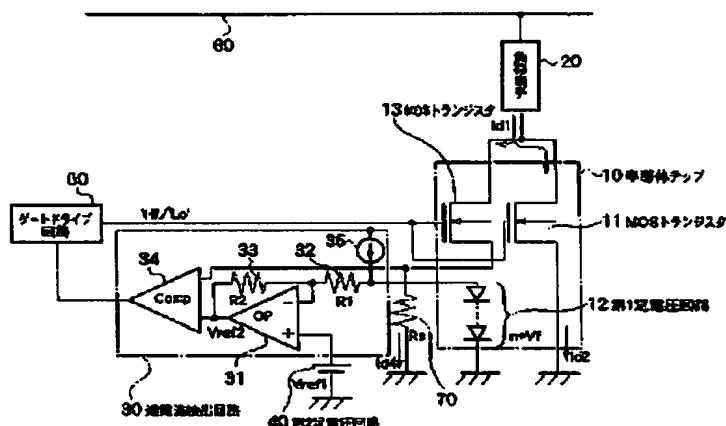
〔図3〕 本発明の第2の実施の形態の回路図。

〔図4〕 従来例の回路図。

〔符号の説明〕

- 10 半導体チップ
- 11 MOSトランジスタ
- 12 第1の定電圧回路
- 13 カレントミラー-MOSトランジスタ
- 20 負荷素子
- 30 過電流検知回路
- 31 演算増幅回路
- 32 第1の抵抗
- 33 第2の抵抗
- 34 コンバレータ回路
- 35 定電流源
- 40 第2の定電圧回路
- 50 ゲートドライブ回路
- 60 電源
- * 70 センス抵抗

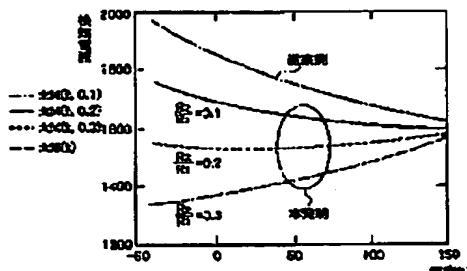
〔図1〕



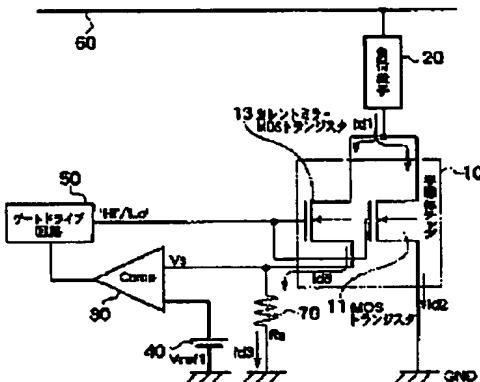
(8)

時間2002-26707

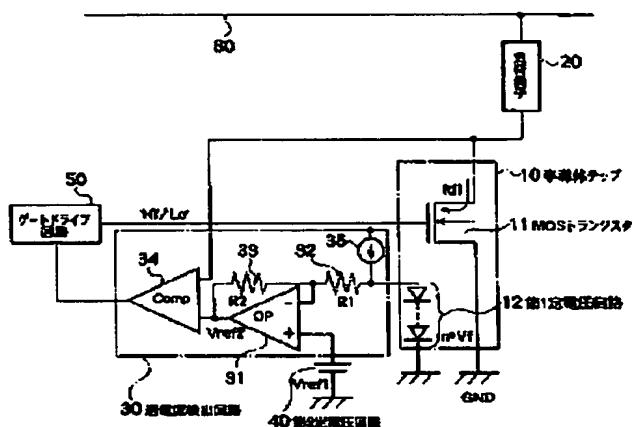
〔図2〕



[図4]



[图3]



(9)

特開2002-26707

フロントページの焼き

F ターム(参考) 5J055 AX32 AX53 BX16 CX07 CX13
DX22 DX50 DX52 DX83 EX02
EX07 EY01 EY12 EY21 EZ04
EZ09 EZ10 EZ65 FX05 FX08
FX12 FX19 FX32 FX38 GX01
GX06
5J090 AA03 AA43 CA02 CA56 CN01
FA04 FA17 FN19 HA10 HA19
HA25 HN07 KA09 KA17 KA28
MA13 TA01 TA02
5J091 AA03 AA43 CA02 CA56 FA04
FP01 FP05 GP01 HA10 HA17
HA19 HA25 KA09 KA17 KA28
MA13 TA01 TA02